

用于传导 EMI 仿真的二极管高频模型的研究

袁义生, 谌平平, 穆斯塔法, 钱照明
(浙江大学, 杭州 310027)

摘要: 阐述了一种能够仿真 PIN 二极管传导 EMI 的高频模型。该模型全面考虑了二极管的正向恢复、端区复合以及空间电荷区边界移动效应, 并且利用 Saber 的 MAST 语言得以实现。仿真和实验结果的比较也证明了该模型的正确性和准确性。

关键词: 二极管; 模型; 仿真/ PIN 二极管

中图分类号: TP312 文献标识码: A 文章编号: 1000- 100X(2001)06- 0048- 04

Study of the Model of PIN Diode for Conducted EMI Simulation

YUAN Yi-sheng, CHEN Ping-ping, M. Kchikach, QIAN Zhao-ming
(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A high frequency model of PIN diode for simulating conducted EMI is developed. The model takes into consideration of forward recovery, reverse recovery, emitter recombination and movable bound effect and is completed by MAST in Saber. The comparison between simulation and experiment verifies the model availability.

Keywords: diode; model; simulation/ PIN diode

1 引言

PIN 二极管作为电力电子电路中常用的功率二极管, 它的瞬态特性对电路的 EMI 有强烈的影响。其中, PIN 二极管(尤其是快恢复管)的反向恢复电流是电路中主要的差模干扰源, 正向恢复电压则会通过电路分布电容引起共模干扰。目前的仿真软件, 如 PSPICE 和 SABER 中的二极管模型, 都没有考虑到它的正向恢复特性, 而且反向恢复特性也很不准确。因此, 改进现有的二极管模型, 使其能够正确仿真 EMI 成为电路 EMC 设计的重要课题。

PIN 二极管的高频建模最关键的问题是求解基区双极扩散方程, 常用的方法有数字法和解析法。数字法^[1]精确度高, 但计算量大, 且所需的众多物理参数必须由厂商提供, 故实际应用困难。用解析法^[2,3]建立的二极管模精度较高, 运算速度较快, 存在的问题仍然是需要厂商提供物理参数。而 Lauritzen 提出的集总电荷模型^[4,5]电意义简单明晰, 运算速度快, 所需的参数可通过电测量和数据手册抽取, 故比较实用。但该模型简化过多, 参数的抽取也存在缺陷, 文中也只给出仿真结果。本文就以此为基础, 提出了改进的电荷控制模型和参数抽取方法, 并通过仿真和实验验证了模型的正确性。

2 模型描述

PIN 二极管结构如图 1 所示。不考虑俄歇复合时, 流过二极管的总电流 i_D 可由下式描述:

$$i_D = \frac{Q_M}{t} + \frac{dQ_M}{dt} + i_E + \frac{dQ_j}{dt} \tag{1}$$

式中 Q_M ——注入基区的过剩电荷
 Q_j ——耗尽层电荷
 i_p ——端区复合电流
 τ ——基区电荷寿命

式(1)右边第一、二项表示基区电流 i_M 。二极管稳态工作时, 基区电流 i_M 就等于复合电流 Q_M/τ 。瞬态过程的 i_M 则影响正向恢复时的电导调制效应。 i_M 与结电压 V_j 有关。由于 PIN 二极管通常工作于大注入状态, 有

$$i_M = I_S [\exp(V_j / 2V_t) - 1] \tag{2}$$

式中 I_S ——大注入饱和电流
 V_t ——热电压

式(1)右边第三项为端区复合电流 i_E 。 i_E 由更大注入下少子扩散至 p^+ 和 n^+ 端区, 并在端区复合形成。 i_E 与电导调制效应无关, 但会增加基区正常导通压降。 i_E 也与结电压 V_j 有关。可表示为:

$$I_E = I_{SE} [\exp(V_j / V_t) - 1] \tag{3}$$

式中 I_{SE} ——端区复合饱和电流

式(1)右边第四项表示结电容电流, 由结电容 C_j 和结电压 V_j 决定。 V_d 在 $V_d > 0$ 时与 V_j 成线性关系, 在 $V_d < 0$ 时由另一方程描述:

基金项目: 本文得到国家自然科学基金资助(50077020)
收稿日期: 2001- 04- 28
定稿日期: 2001- 07- 05
作者简介: 袁义生(1974-), 男, 江西上高人, 博士生。
研究方向为电力电子电路及其 EMC 技术。

$$C_j = C_p \left(1 + m \frac{V_j}{V_b}\right) \quad V_j \geq 0 \quad (4)$$

$$C_j = C_p / \left(1 - \frac{V_j}{V_b}\right)^m \quad V_j < 0$$

式中 V_b ——二极管内建电势

C_{j0} ——无耗尽层时结电容

而,

$$Q_j = \int C_j dV_j \quad (5)$$

PIN 二极管的总压降则可由下式描述:

$$V_D = V_j + V_M + r_s i_d \quad (6)$$

式中 V_j —— p^+n^- 结和 n^-n^+ 结电压的总和, 它与基区在结侧的注入载流子浓度与基区掺杂浓度的比例成正比

在二极管正偏时, 由于电子迁移率是空穴的 3 倍, 使得 $p(-d) > n(+d)$, 又有 $p_0 < n_0$, 使得 p^+n^- 结电压远大于 n^-n^+ 结电压。而在反向恢复时, p^+n^- 结先于 n^-n^+ 结建立并承受反压。故做简化模型时, 可认为结电压仅存在 p^+n^- 结上。

V_M 为基区电压。它在二极管正向导通初始阶段受基区电导调制效应的影响, 在大注入且无端区电流时为常数, 在更大注入下受端区电流影响。

$r_s i_d$ 代表欧姆接触压降, r_s 为引脚与半导体欧姆接触电阻和引脚电阻之和。

2.1 反向恢复

反向恢复发生在 PIN 二极管由导通快速截止的过程中。由于正向导通时二极管基区内存储了大量的过剩载流子, 这些载流子在二极管关断时必须由基区迁出, 从而产生了反向恢复电流。

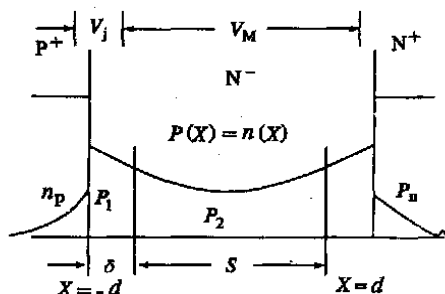


图 1 二极管正向导通载流子浓度分布

图 1 所示为二极管正向导通时载流子浓度分布。为简化分析, 假定电子和空穴迁移率相等, 故基区载流子浓度对称分布。对于基区(宽为 $2d$)的 δ ($\delta \rightarrow 0$) 和 s ($s \rightarrow 2d$) 两个区域, p_1 和 p_2 分别为其平均空穴浓度。在二极管反偏时, 区域 δ 中的电荷首先被反向电流扫出基区(图 2 阶段 1), 并在该区域形成空间电荷层承受反压。之后(阶段 2), 反向恢

复电流由扫出和复合两个阶段构成, 但扫出效应占主导作用, 即反向电流主要由区域 s 中的电荷向端区扩散构成。根据双极扩散方程, 有:

$$i_M = -2qAD_a \frac{dp}{dt} = \frac{2qAD_a(p_1 - p_2)}{\frac{\delta}{2} + \frac{s}{2}} = \frac{Q_E - Q_M}{T_{12}} \quad (7)$$

$$T_{12} = \frac{s^2}{4D_a}$$

式中 D_a ——双极扩散常数

A ——结面积

T_{12} ——载流子穿越 s 区的时间

这样, 反向恢复时的电荷连续性方程为:

$$\frac{Q_E - Q_M}{T_{12}} = \frac{dQ_M}{dt} + \frac{Q_M}{\tau} \quad (8)$$

根据结电压方程, 有:

$$Q_E = I_S \tau \exp\left(\frac{V_j}{V_t}\right) - 1] \quad (9)$$

式(8)和式(9)就是用来描述 PIN 二极管反向恢复的电荷控制方程。

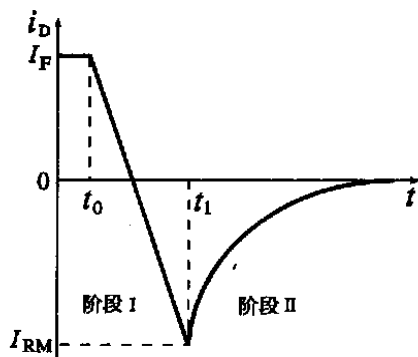


图 2 反向恢复电流

2.2 正向恢复

正向恢复发生在 PIN 二极管由截止迅速向导通转换的过程中。在二极管导通初始阶段, 基区内载流子浓度很小, 呈现出低电导, 使得基区压降远大于正常导通压降。随着基区导通区域的逐渐扩展, 正向电流上升, 基区载流子浓度增加, 电导率上升, 管压降逐渐恢复正常。这就是基区电导调制效应引起的正向恢复。由于正向恢复发生在形成大注入之前, 所以只考虑基区漂移电流, 有:

$$i_M = qA \mu(p_2 + p_0) \frac{V_M}{d} = \frac{(Q_M + Q_{M0}) V_M}{4T_{12} V_t} \quad (10)$$

式中 p_0 ——基区空穴热平衡浓度

Q_{M0} ——基区初始电荷量

由于 Q_{M0} 与初始电导有关, 将其表示为:

$$Q_{M0} = \frac{2V_t T_{12}}{R_{M0}} \quad (11)$$

则式(10)可以转换为:

$$V_M = \frac{12 V_t T_{12} R_{M0} i}{Q_E R_{M0} + 2 V_t T_{12}} = \frac{i}{\frac{Q_E}{2 V_t T_{12}} + \frac{1}{R_{M0}}} \quad (12)$$

由上式可见, 正向恢复可以用由电荷 Q_E 和 Q_{M0} 控制的两个并联电阻表示。

2.3 边界移动效应

在反向恢复的第二阶段, p^+n^- 结的空间电荷层形成并开始承受反压时, 空间电荷层将随着反压的增加而加宽, 产生边界移动效应。由于 p^+n^- 为突变结, 空间电荷层加宽的边界将主要向基区中间移动, 使基区变窄, 改变载流子穿越基区时间。空间电荷层的宽度与结电压平方根成正比^[6], 使得:

$$T_{12} = T_{M0}(1 - b^2) \quad (13)$$

式中 T_{M0} ——无耗尽层平均扩散时间

$$b = \frac{W_d}{W} = -\frac{V_d}{V_R} \quad (V < 0) \quad (14)$$

式中 V_R ——二极管额定电压

3 参数抽取

根据上节叙述, 公式(1、3、5、6、8、9、12、13)构成了用于二极管高频仿真的电荷控制模型。这个模型中有 8 个参数需要确定: $\tau, T_{12}, I_S, I_{SE}, r_s, C_{j0}, m, V_{b0}$ 。 τ 和 T_{M0} 可以通过测量反向恢复电流后由两个方程^[4]和式(13) 计算出。但值得注意的是, 这个测试只有在二极管工作于端区复合电流小的情况下才准确。 I_S, I_{SE}, r_s 3 个参数可以利用数据手册中的 V-I 特性曲线抽取^[5]。事实上, V-I 特性曲线中很难准确区分出在大电流区域的哪一段开始基区电流占主导, 哪一段开始端区复合电流占主导, 因而文献[5]中的方法很难有效提取这些参数。实用的办法是根据上述的动态模型推导出由以上参数表示的静态模型公式(为一复杂超越方程), 后取样点与 V-I 特性曲线拟合, 用 Mathematic 解出各参数。 C_{j0}, m, V_{b0} 3 个参数可以利用式(4) 拟合数据手册中提供的二极管反向 C-V 特性来求取。

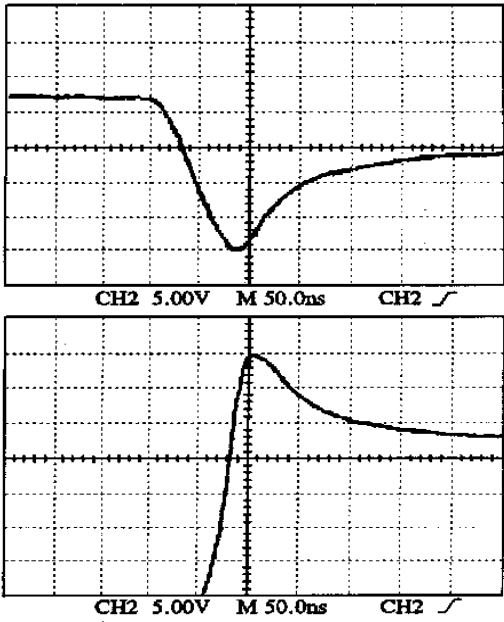
4 实验和仿真

用以上的模型和参数抽取方法, 对 Motorola 产超快恢复管 MUR860 提取的模型参数如表 1 所示。

表 1 二极管模型参数			
τ (ns)	304	T_{M0} (ns)	80
r_s (mΩ)	13	I_S (A)	1.39e- 8
I_{SE} (A)	1.17e- 17	C_{j0} (pF)	325
V_{b0} (V)	0.86	m	0.39

图 3a, 图 3b 所示分别为一实验电路所测得的 MUR860 反向恢复电流和正向恢复电压。可见, 该

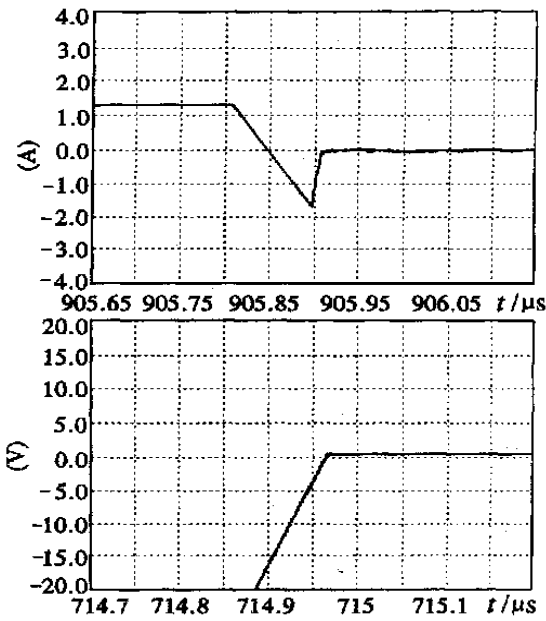
超快恢复管的反向恢复电流峰值(3A) 远大于正向导通电流(1.3A), 且反向恢复下降时间只有 90ns, 这将在电路中产生很大的高频传导和辐射 EMI。同样, 正向恢复电压也远大于稳态导通压降。



(a) 反向恢复电流(1A/格, 5Ω 取样)
(b) 正向恢复电压

图 3 实测 MUR 波形

图 4a, 图 4b 所示分别为采用 MUR860 模型仿真得出的反向恢复电流和正向恢复电压波形。



(a) 反向恢复电流
(b) 正向恢复电压

图 4 Saber 中 MUR860 仿真波形

图 5a, 图 5b 所示为采用所述方法利用 Saber 的 MAST 语言所建的 MUR860 模型仿真得出的反向恢复电流和正向恢复电压波形。

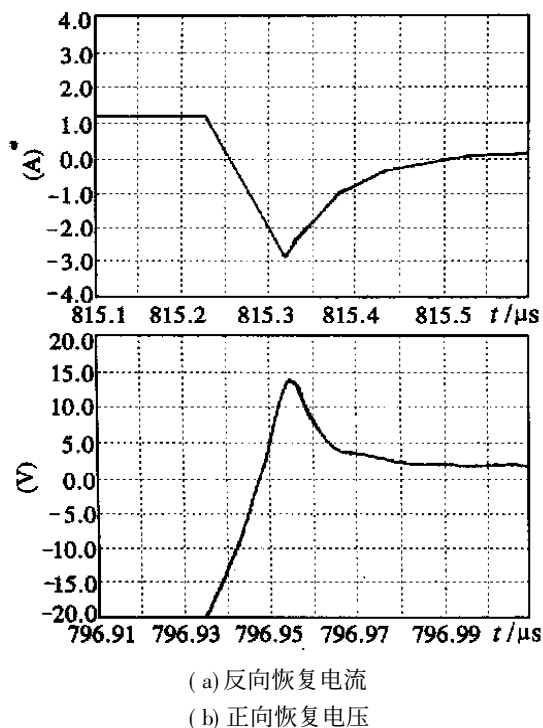


图 5 新建 MUR860 模型仿真波形

比较图 3, 图 4 和图 5 可以看出, 现有的仿真器 Saber 中的器件模型仍然无法仿真二极管的正向恢复, 反向恢复的仿真也很不准确。而新模型正、反向恢复的仿真与实测结果吻合较好。

(上接第 55 页)

此外, 随着神经网络控制芯片的出现, 一些学者正在研究其在逆变电源中的应用, 如用神经网络控制器替代滞环电流控制器。目前, 在神经网络结构的选取、学习方法等方面也已经有了一些成果, 但由于神经网络的实现技术没有突破, 还没有成功地应用于逆变电源的控制之中。

4 结论

信息技术及微电子技术的高速发展, 对逆变电源的性能提出了更新、更高的要求, 使得高性能、智能化的控制技术应用与逆变电源的控制之中成为可能。随着研究的深入进行, 将会有更多、更适合逆变电源控制的智能控制策略。逆变电源的各种控制策略有所长, 有所短。因而, 各种控制策略相互取

5 结论

正确地仿真二极管的瞬态特性是预估电路 EMI 的关键技术。所提出的电荷控制模型具有简单明晰, 模型参数少且易于抽取, 运算速度快, 精度较高的优点。该模型可以用 Saber 的 MAST 语言写成, 以替代现有的二极管模型用于电路的瞬态仿真和 EMI 分析。

参考文献:

- [1] Goebel H. and Hoffman K.. Power Diode Hybrid Model with Forward and Reverse Recovery for Use in Circuit Simulators[C]. in Proc. IEEE APEC' 92, 1992: 426 ~ 432.
- [2] Strollo A. G. M.. A New PIN Diode Modelling Approach for Power Electronic PSPICE Simulations[C]. In Proc. IEEE PESC' 94, 1994 52~ 58.
- [3] Strollo A. G. M.. Improved PIN Diode Circuit Model with Automatic Parameter Extraction Technique[C]. In Proc. IEEE PCDS 97, 1997: 328~ 334.
- [4] Lauritzen P. O.. A Simple Diode Model with Reverse Recovery[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 1991, 6 (2): 188~ 191.
- [5] Lauritzen P. O. A Simple Power Diode Model with Forward and Reverse Recovery[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 1993, 8(4): 342~ 346.
- [6] Kvien O.. Model for Simulation of Diode (and IGBT) Switchings Which Include the Effect of the Depletion Layer[C]. In Proc. IEEE IAS, 1993: 1190~ 1195.

长补短、相互渗透、互济优势, 集成为复合控制器, 是一种趋势所在。这些集成的控制器能够充分发挥各自的优势, 而且更具有新的优良性能, 能够更好地满足逆变电源的控制要求。

参考文献:

- [1] Atsuo Kawamura, et al. Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1988, 35(2): 295~ 300.
- [2] Jung Shih Liang et al. Discrete Sliding Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(4): 567~ 576. (下转第 60 页)